

# Phase-shifted FB-ZVS PWM 스위칭을 이용한 Microwave oven 구동회로 설계

李完玟, 鄭敎範, 申判錫

## A Design of Driving Circuit for Microwave oven using Phase-shifted FB-ZVS PWM Switching

Wan-Yun Lee, Gyo-Bum Chung, Pan-Seok Shin

### 요 약

기존의 전자레인지의 마그네트론 구동용 전원장치는 성층 철심을 사용한 60[Hz] 고압 변압기, 큰 용량의 콘덴서와 싸이리스터를 이용한 위상제어 회로를 사용하기 때문에 부피가 크고 무거우며, 저효율의 단점을 가지고 있다. 본 논문은 출력 600[W] 마그네트론을 장착한 전자레인지의 전원장치로 최대출력 1[kW], 스위칭 주파수 20[kHz]의 Phase-shifted Full-Bridge(FB) Zero-Voltage-Switched(ZVS) PWM 컨버터의 사용을 제안하고, 이를 개발·적용하여 전체 시스템의 경량화 및 고전력밀도의 목적을 달성하였다.

### ABSTRACT

The traditional 60[Hz] power supply for driving magnetron in microwave oven has disadvantages of heavy weight and low efficiency due to 60[Hz] High Voltage Transformer(HVT), capacitor and the phase control of thyristors. To alleviate these disadvantages, this paper proposes a 20[kHz] phase-shifted Full-Bridge(FB) Zero-Voltage-Switched(ZVS) PWM converter for driving a 600[W] magnetron in an 1[kW] microwave oven. The proposed converter has advantages of light weight and high power density.

**Key Words** : Microwave oven, Magnetron, ZVS, Phase-shifted FB-ZVS PWM Converter, HFHVT

### 1. 서 론

현재 가전회사에서 생산중인 전자레인지에 사용되는 전원장치는 대부분 그림 1과 같다. 220[V] 60[Hz] 상용전원을 성층 철심형 고전압 변압기(HVT : High Voltage Transformer)와 약 1[ $\mu$ F] 용량의 고압 콘덴서 및 정류 다이오드로 구성된 배압회로를 이용하여 4000[V]로 승압하여 마이크로파를 발생시키는 마그네트론을 구동시킨다. 이러한 구동방법은 무게와 비중이 큰 성층 철심형 HVT와 고압 콘덴서로 인하여 전자레인지의 중량증가 및 저효율의 단점이 있다. 출력이 큰

마그네트론을 사용하는 산업용 시스템의 경우 이러한 단점은 더욱 심각해진다. 최근 가정용 전자제품에 인버터 방식의 전원장치 적용이 일반화되고 있다. 따라서 전자레인지의 전원공급장치도 전력용 반도체 소자를 사용한 인버터 방식이 고효율, 출력조절의 용이성과 에너지 절약 측면 등에서 경쟁력이 있는 것으로 평가되고 있으며, 이미 일부 가전회사에서는 인버터 방식의 산업용 전자레인지를 생산하고 있다.

따라서 본 논문은 전자레인지용 마그네트론의 구동을 위해 전력용 스위칭 소자 IGBT를 이용한 20[kHz]의 스위칭 주파수를 가지는 Phase-shifted FB-ZVS

PWM 컨버터의 사용을 제안한다. 그림 2는 본 논문에서 제안한 전원장치를 사용한 전자레인지의 구동회로도를 보인다.

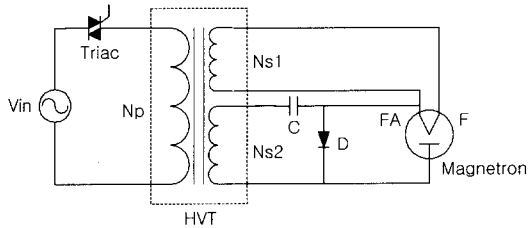


그림 1 기존 전자레인지 구동회로  
Fig. 1 A Conventional driving circuit for Microwave oven

## 2. 마그네트론

### 2.1 마그네트론의 특성

전자레인지는 유전가열 방식으로 식품을 조리하는 것으로 마그네트론이라는 초고주파 발진관에 60[Hz]의 상용전원의 경우, 음극과 양극사이에 3.7~3.8[kV]의 Cut-off 전압 이상을 인가하면 2450[MHz]의 초고주파를 발생시킨다.

또한 마그네트론 음극이 전자방출을 하기 위해서 필라멘트의 가열이 필요하고, 60[Hz]의 상용전원으로 마그네트론을 구동시킬 경우 보통 필라멘트에 인가되는 전압은 약 3.3[V]이며, 이때 양극전류 0.3[A]가 흐른다.

### 2.2 마그네트론의 등가회로

그림 3은 마그네트론의 등가회로이다. 마그네트론은 음극에 Cut-off전압 이상을 인가하여 발진하기 전에는 부하저항  $R_0$ 로 취급되며, 발진 후 양극에서 음극으로 전류가 흐를 때 부하저항  $R_1$ 의 값을 갖는다. 전류의 방향을 결정하기 위한 다이오드 D, Cut-off 전압을 나타내는 제너다이오드  $D_z$ 로 등가화 될 수 있다.<sup>[1][2]</sup>

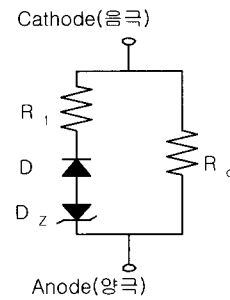


그림 3 마그네트론의 등가회로  
Fig. 3 Equivalent circuit of Magnetron

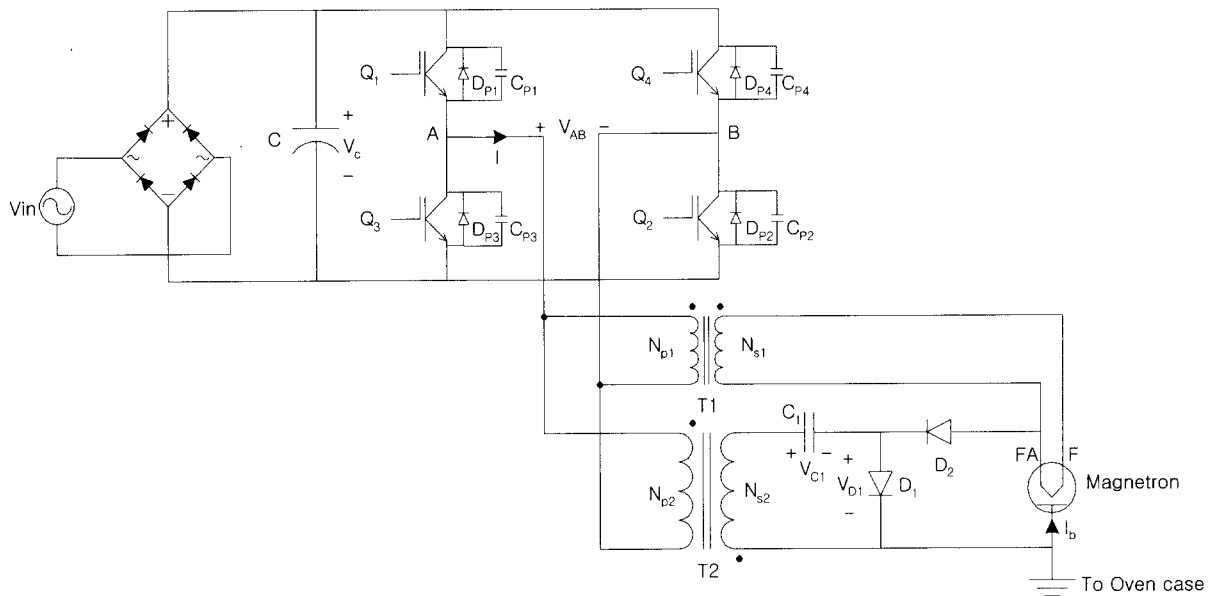


그림 2 마그네트론 구동용 전원장치 전체 주회로도  
Fig. 2 Main circuit for driving Magnetron

### 3. 마그네트론 구동용 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터

#### 3.1 컨버터 회로구성

그림 2의 마그네트론 구동용 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터의 주회로는 상용전원의 정류와 평활을 위한 브릿지 다이오드와 콘덴서, 그리고 IGBT를 이용한 Phase-shifted FB-ZVS 컨버터, 마그네트론의 필라멘트에 가열 전원을 공급하기 위한 고주파 변압기 (High Frequency Transformer : HFT) T1, 음극과 양극에 고전압을 공급하는 고주파 고압변압기(High Frequency High voltage Transformer : HFHVT) T2, 고압 콘덴서 C1과 충전용 고압 다이오드 D1, 방전저지 고압 다이오드 D2 등으로 조합된 배전압 회로로 구성 된다.

#### 3.2 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터의 각 모드별 분석

본 논문에서 사용한 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터의 운전모드 해석은 기존 해석과는<sup>[3][4]</sup> 다르게 마그네트론의 비선형 특성을 고려하여야 한다. 마그네트론 구동 시스템의 스위치 Q, 역병렬 다이오드 Dp의 온, 오프 상태와 부하 마그네트론의 발진 상태에 따라 8 모드로 나뉘어 해석될 수 있다. 그림 4는 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터의 변압기 1차측 전압 V<sub>AB</sub>, 1차측 전류 I, 배압회로 충전용 고압 다이오드 양단 전압 V<sub>D1</sub>의 이상적인 파형이다.

**mode 0 (t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>) :** Q<sub>4</sub>와 D<sub>p1</sub>이 턴-온 되어 있으며, 변압기 1차측은 환류상태를 유지한다. 따라서 D<sub>p1</sub>이 턴-온 되면서 Q<sub>1</sub>이 영전압에서 턴-온 된다. 이 구간에서 충전용 고압 다이오드 D<sub>1</sub> 양단의 전압 V<sub>D1</sub>은 배압회로의 콘덴서 C<sub>1</sub>에 충전되어 있던 V<sub>C1</sub>[V]로 HFHVT (T2)의 2차측 전압 V<sub>NS2</sub>[V]이다.

**mode 1 (t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>) :** Q<sub>4</sub>가 턴-오프 되면서 C<sub>p4</sub>는 V<sub>C</sub>[V]까지 충전된다. 또한 누설 인덕턴스에 저장되었던 전류는 D<sub>p1</sub>을 통해 전원측으로 환원되고 C<sub>p2</sub>는 0[V]로 방전되면서 D<sub>p2</sub>가 턴-온 된다. 이 상태는 전류가 0[A]일 때 D<sub>p1</sub>, D<sub>p2</sub>가 턴-오프 되어 종료된다.

**mode 2 (t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>) :** Q<sub>1</sub>이 턴-온 된 상태에서 Q<sub>2</sub>가 영전압 턴-온 되어 A에서 B로 전류가 흐른다. 그리고 누설 인덕턴스에 에너지가 축적되면서 1차측 전류가 2차측 전류보다 크면 1차측 에너지가 2차측으로 전달되

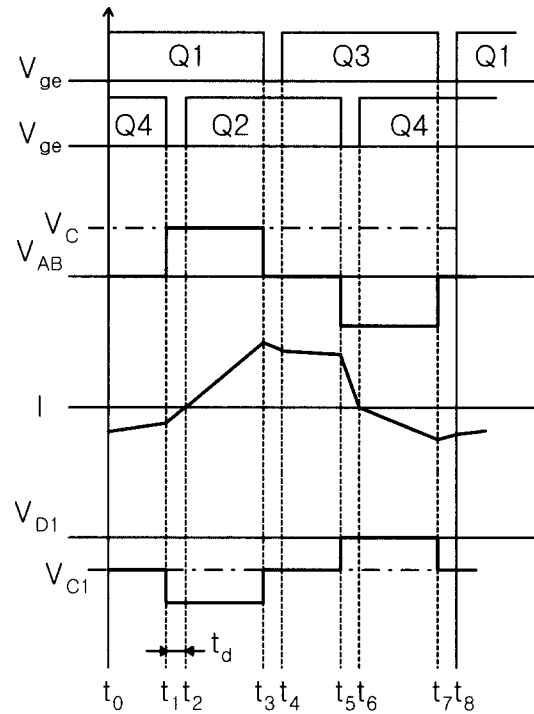


그림 4 스위치 제어신호 V<sub>ge</sub>에 따른 HFHVT 1차측 전압 V<sub>AB</sub>, 전류 I 및 배압 회로 다이오드 D<sub>1</sub> 양단 전압 V<sub>D1</sub>  
 Fig. 4 Waveforms of V<sub>ge</sub>, V<sub>AB</sub>, I and V<sub>D1</sub>

기 시작하며, HFHVT(T2) 2차측 배압회로는 마그네트론으로 방전을 시작하므로 전류의 기울기가 급해지며, 이 기울기는 누설인덕턴스와 HFHVT(T2) 2차측 배압회로의 콘덴서 C<sub>1</sub>의 용량과 각각 반비례한다. 이 구간에서 충전용 고압 다이오드 D<sub>1</sub> 양단에 나타나는 전압 V<sub>D1</sub>은 배압회로의 콘덴서 C<sub>1</sub>에 충전되어 있던 V<sub>C1</sub>[V]와 HFHVT(T2)의 2차측 전압 V<sub>NS2</sub>[V]와의 합이다.

**mode 3 (t<sub>3</sub>~t<sub>4</sub>) :** Q<sub>1</sub>이 턴-오프 되어 C<sub>p1</sub>이 V<sub>C</sub>[V]까지 충전된다. 전류는 Q<sub>3</sub>의 역병렬 다이오드 D<sub>p3</sub>를 통해 계속해서 흐르며, 따라서 누설 인덕턴스에 저장되었던 에너지는 Q<sub>2</sub>와 D<sub>p3</sub>를 통해 흐르면서 환류상태가 지속된다.

**mode 4 (t<sub>4</sub>~t<sub>5</sub>) :** Q<sub>2</sub>와 D<sub>p3</sub>를 통한 환류상태에서 Q<sub>3</sub>가 영전압 턴-온 한다. 그러나, Q<sub>2</sub>와 D<sub>p3</sub>를 통한 환류상태는 계속된다.

**mode 5 (t<sub>5</sub>~t<sub>6</sub>) :** Q<sub>2</sub>가 턴-오프 되면서 C<sub>p2</sub>가 V<sub>C</sub>[V]까지 충전되고, V<sub>Cp4</sub>가 0[V]로 방전된다. 따라서 D<sub>p4</sub>가 턴-온 되고 에너지는 전원측으로 환원되며 이는

전류가 0[A]일 때  $D_{P3}$ ,  $D_{P4}$ 가 턴-오프 된다.

**mode 6 ( $t_6 \sim t_7$ ) :**  $Q_3$ 와  $Q_4$ 가 영전압 턴-온 되었으므로 B-A의 방향으로 전류가 흐른다. 이는 1차측 전류가 2차측 전류보다 큰 순간부터 1차측 에너지가 2차측으로 전달되며, HFHVT(T2) 2차측 배압회로의 콘덴서  $C_1$ 에  $V_{NS2}[V]$ 만큼의 전압이 충전된다. 이 모드에서의 HFHVT(T2) 1차측 전류는 HFHVT(T2) 2차측 배압회로가 충전구간이므로 방전구간인 mode 2에 비해서 적은 전류가 흐른다. 또한 이 구간에서 충전용 고압 다이오드  $D_1$ 은 턴-온 상태이므로 양단 전압  $V_{D1}$ 은 0[V]이다.

**mode 7 ( $t_7 \sim t_8$ ) :**  $Q_3$ 가 턴-오프 되고  $C_{P3}$ 가  $V_c[V]$ 까지 충전되고  $C_{P1}$ 은 0[V]로 방전된다.

**3.3 ZVS 조건 및 부하 범위**

Mode 5에서  $Q_2$ 가 턴-오프 되면 HFHVT(T2) 1차측의 전류는 급속히 감소하며 누설 인덕턴스에 축적되었던 에너지는  $D_{P4}$ 를 턴-온 시키기 위하여  $Q_4$ 의 출력 커패시터  $C_{P4}$ 를 방전시키고,  $Q_2$ 의 출력 커패시터  $C_{P2}$ 는  $V_c[V]$ 로 충전된다. 이때 누설 인덕턴스의 축적 에너지가  $C_{P4}$ 를 방전시키고,  $C_{P2}$ 를 충전시키기에 충분하지 못하다면 ZVS는 성취되지 못한다. 따라서 이러한 조건 관계를 식으로 나타내면 식 (1)이 된다.

$$E = \frac{1}{2} L_k I^2 > \frac{4}{3} C_p V_c^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_c^2 \quad (1)$$

여기서,  $L_k$ 는 누설 인덕턴스이며, 본 논문에서는 외부 인덕터를 별도로 두지 않고 HFT(T1), HFHVT(T2)의 공극을 조절하여 이용하였다. 그러나 그림 2에서 제안한 회로에서 HFT(T1)과 HFHVT(T2)의 두 변압기를 병렬로 접속할 경우 HFHVT(T2)에 비해 권수비  $a(N_1/N_2)$ 가 큰 HFT(T1)은 ZVS 조건을 만족하기 위해 식 (1)에서 계산된 누설 인덕턴스  $L_k$ 의 범위에 미소한 영향만을 미치므로 실제 회로상의 누설 인덕턴스  $L_k$ 는 HFHVT(T2)에 큰 영향을 받는다. 그리고 I는  $Q_2$ 가 턴-오프 되었을 때 HFHVT(T2) 1차측에 흐르는 전류이고,  $C_p$ 는 IGBT 자체의 기생 커패시턴스이다. 또한  $C_{TR}$ 은 HFT(T1), HFHVT(T2)의 권선 커패시턴스이며, 식 (1)의 조건에 따라  $Q_2$ 의 영전압 스위칭이 일어나기 위해서는  $Q_4$ 의 턴-오프 사이에 데드타임이 고려되어야 한다. 이 데드타임  $t_d$ 는 식 (2)에서

계산된 값으로 마그네티론 부하 특성에 따라 충분히 커야하며, 사용된 스위칭 소자의 스위칭 지연시간을 고려하여 적용해야 하는데, 본 논문에서는 1[us]로 설정하였다.

$$t_d = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_k(C_p + C_{TR})} \quad (2)$$

영전압 스위칭은 모든 부하 범위에서 일어나는 것이 아니라, 일정한 전류 이상에서 일어나는 것으로  $Q_2$ 가 턴-오프 되었을 때 변압기 1차측에 흐르는 전류  $I$ 가 식 (3)에 나타낸 전류  $I_{crit}$  보다 클 경우에 영전압 스위칭이 일어난다.

$$I_{crit} = \sqrt{\frac{2}{L_k} \left( \frac{4}{3} C_p V_c^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_c^2 \right)} \quad (3)$$

식 (1)과 식 (2)를 이용하여 계산된 결과를 통해 설계된 회로에서 HFT(T1), HFHVT(T2)의 누설 인덕턴스  $L_k$ 와 PWM 주 제어기에 의해 설정된 데드타임은 회로내의 기생 성분에 따라 변화한다. 따라서 확실한 영전압 스위칭을 보장하기 위해서는 충분한 누설 인덕턴스  $L_k$ 와 적절한 동손을 위한 공극 조절이 필요하다.

표 1은 본 논문에서 제안한 전원장치에 사용한 IGBT의 기생 커패시턴스  $C_p$ 와 식(1)과 식(2)에 의한 누설 인덕턴스  $L_k$ , 영전압 스위칭 시작 전류  $I_{crit}$  등의 계산값과 실제 적용된 값을 보인다.

표 1 영전압 스위칭에 필요한 요소  
Table 1 Parameters for ZVS

요소	파라미터	
	계산값	적용값
IGBT 기생커패시턴스 $C_p$ [nF]	1.1	1.1
누설 인덕턴스 $L_k$ [uH]	3	7.4
ZVS 시작 전류 $I_{crit}$ [A]	5.64	3.59

**4. 시뮬레이션 및 실험 결과**

**4.1 회로 시뮬레이션**

그림 2에서 제안된 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터를 Phase-shifting 50[%]에서 그림 3의 마그네티론 등가회로를 이용하여 Simplorer 프로그램으로 시

물레이션을 실행하였다. 여기서 발진 후의 저항  $R_1$ 는  $16[k\Omega]$ 으로 설정하였으며, 변압기 2차측 배압회로의 콘덴서 용량은  $5[nF]$ 이다. 그림 5는 HFHVT(T2)의 1차측 전압  $V_{AB}$ 와 1차측 전류  $I$ 이다.

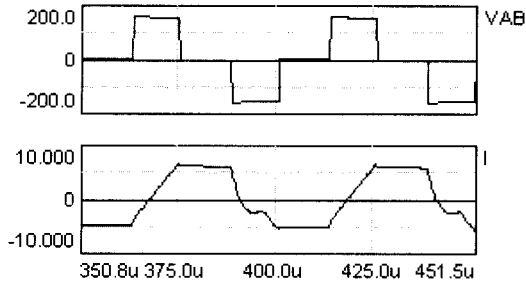


그림 5 HFHVT(T2) 1차측 전압  $V_{AB}$ , 전류  $I$   
Fig. 5 Waveforms of  $V_{AB}$ ,  $I$

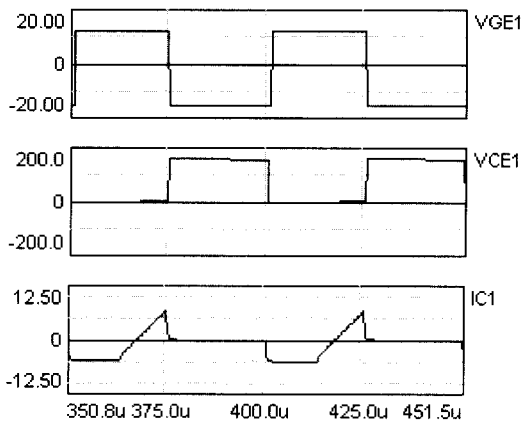


그림 6 스위치  $Q_1$ 의 게이트 전압  $V_{ge1}$ 에 따른 콜렉터-에미터 전압  $V_{ce1}$ 와 콜렉터 전류  $I_{c1}$   
Fig. 6 Waveforms of  $V_{ge1}$ ,  $V_{ce1}$  and  $I_{c1}$

그림 6은 주 스위치  $Q_1$ 의 게이트 인가전압  $V_{ge1}$ 과 에미터-콜렉터 전압  $V_{ce1}$ , 콜렉터 전류  $I_{c1}$ 의 파형을 각각 나타낸 것으로 환류상태에서 스위치의 역병렬 다이오드  $D_{P1}$ 를 통해 전류  $I_{c1}$ 가 흐르고 데드타임 이후에 스위치가 영전압 상태에서 소프트 스위칭 하는 것을 확인할 수 있다. 그리고 그림 7은 마그네트론이 Cut-off 전압에서 발진하면서 흐르는 양극전류  $I_b$ 와 HFHVT(T2)의 1차측 전압  $V_{AB}$ 와 비교한 것이다. 전압  $V_{AB}$ 의 음의 반주기 동안은 배압회로 내의 콘덴서  $C_1$ 이 충전되며, 양의 반주기 동안은 마그네트론이 발진하는 것을 볼 수 있다.

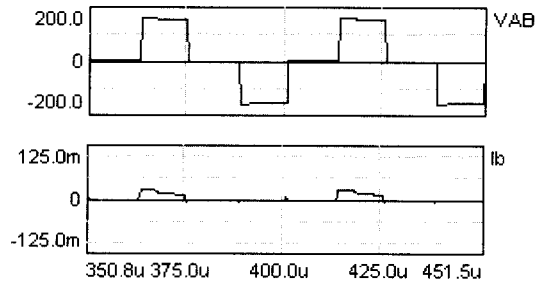


그림 7 HFHVT(T2) 1차측 전압  $V_{AB}$ 와 마그네트론 양극 전류  $I_b$   
Fig. 7 Waveform of  $V_{AB}$  and  $I_b$

그림 8은 마그네트론 발진 시 충전용 고압 다이오드  $D_1$  양단의 전압  $V_{D1}$ 과 마그네트론 양극전류  $I_b$ 의 파형이다. 충전용 다이오드  $D_1$  양단의 전압  $V_{D1}$ 이 약  $4000[V]$ 에서 클램핑 되는 발진 구간에서 양극전류  $I_b$ 는 약  $23[mA]$ 이다.

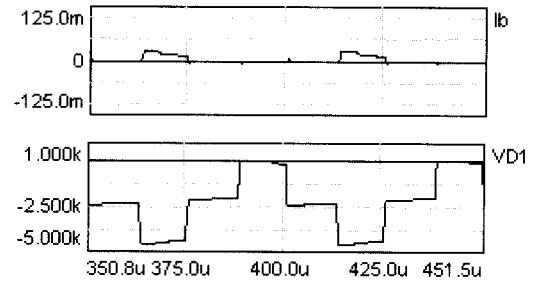


그림 8 충전용 고압 다이오드  $D_1$  양단 전압  $V_{D1}$ 과 마그네트론 양극 전류  $I_b$   
Fig. 8 Waveforms of  $V_{D1}$  and  $I_b$

## 4.2 실험

해석과 시뮬레이션 결과를 바탕으로 입력전압  $110\sim 130[V]$ , 출력  $1[kW]$ 까지 가능한 실제 구동회로를 표 2의 부품을 사용하여 제작하였다.

Phase-shifted PWM방식으로 출력을 제어하기 위해 주 제어소자는 Unitrode의 UC3879를 사용하였으며,<sup>[5]</sup> 스위칭 소자로는 Mitsubishi의 CM50DU-24H IGBT를 사용하였다.<sup>[6]</sup> 또한 마그네트론 구동에 적합하도록 설계된 필라멘트 가열용 HFT(T1)과 음극-양극 사이의 고압을 발생시키기 위한 HFHVT(T2)의 자세한 사양도 함께 보인다.<sup>[7][8]</sup> 여기서 HFT(T1)과 HFHVT(T2)를 병렬로 연결할 경우, 영전압 스위칭에 사용되는 합성 누설 인덕턴스  $L_{\mu}$ 의 측정치는 약  $7.4[uH]$ 이다.

표 2 실험에 사용된 부품 및 정격값  
Table 2 Utilized components and parameters

부 품	정격 및 부품명		
Controller	UC3879 (Unitrode)		
IGBT(Q1~Q4)	CM50DU-24H (Mitsubishi)		
HFT (T1)	PC40EI35 (TDK)	권수비 $a$	58
		$L[uH]$	100.9
		$L_{lk}[uH]$	181.5
HFHVT (T2)	PC40EI60 (TDK)	권수비 $a$	0.135
		$L[uH]$	895.5
		$L_{lk}[uH]$	7.5
Capacitor (C1)	5nF/8kV		
Diode (D1, D2)	UX-F0B (Sanken)		

그림 9는 제작된 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터를 Phase-shifting 50[%] 상태에서 동작시켰을 경우의 HFHVT(T2)의 1차측 전압  $V_{AB}$ 와 전류  $I$ 이다. HFHVT(T2)의 1차측 전압  $V_{AB}$ 의 음의 반주기 동안에 흐르는 전류  $I$ 가 양의 반주기 동안 흐르는 전류보다 적음을 볼 수 있다.

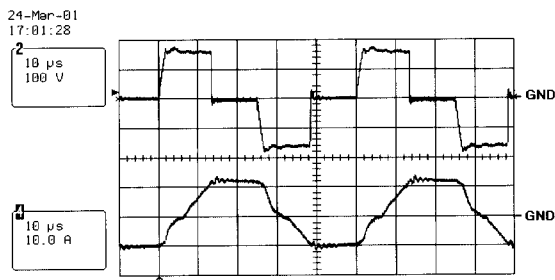


그림 9 HFHVT 1차측  $V_{AB}$  (Ch2)과  $I$ (Ch4) 파형  
Fig. 9  $V_{AB}$ (Ch2) and  $I$ (Ch4) waveforms of HFHVT primary side

그림 10은 주스위치  $Q_1$ 의 게이트 인가 전압  $V_{ge1}$ 에 따른 콜렉터-에미터 전압  $V_{ce1}$ 과 전류  $I_{c1}$ 의 파형이다. 전류  $I$ 가 주스위치  $Q_1$ 의 역병렬 다이오드  $D_{p1}$ 을 통해 환류하는 동안에 주 스위치  $Q_1$ 이 영전압에서 턴-온 하는 것을 확인 할 수 있다.

그림 11은 그림 10에서 주스위치  $Q_1$ 의 게이트 인가 전압  $V_{ge1}$ 과 콜렉터-에미터 전압  $V_{ce1}$ 를 자세히 관측한 것으로 1[us]의 데드타임 후에 주 스위치  $Q_1$ 이 턴-온 되는 것을 볼 수 있다. 그림 12는 마그네트론이 발진

하는 구간에서 HFHVT(T2)의 1차측 전압  $V_{AB}$ 와 양극 전류  $I_b$ 를 측정 한 것으로 컴퓨터 시뮬레이션의 그림 7과 같은 충·방전 특성을 가짐을 알 수 있다.

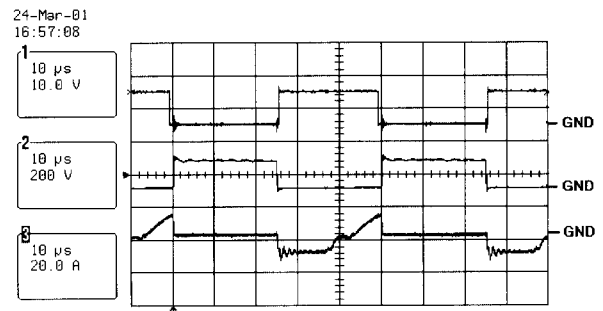


그림 10 스위치  $Q_1$ 의  $V_{ge1}$ (Ch1)에 따른  $V_{ce1}$ (Ch2)와  $I_{c1}$ (Ch3)

Fig. 10 Waveforms of  $V_{ge1}$ (Ch1),  $V_{ce1}$ (Ch2) and  $I_{c1}$ (Ch3)

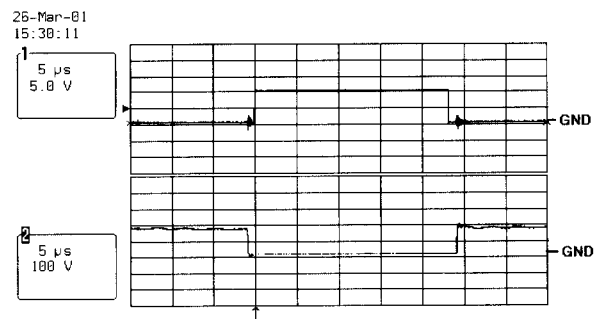


그림 11 스위치  $Q_1$ 의 게이트 전압  $V_{ge1}$ (Ch1)에 따른 콜렉터-에미터 전압  $V_{ce1}$ (Ch2)

Fig. 11 Waveforms of  $V_{ge1}$ (Ch1) and  $V_{ce1}$ (Ch2)

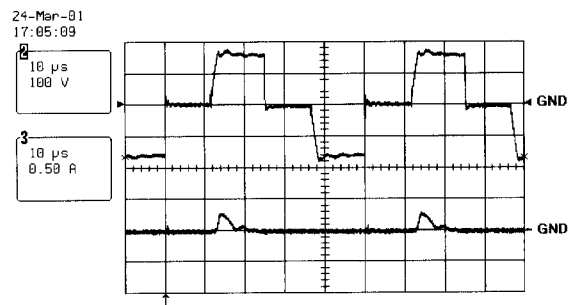


그림 12 HFHVT 1차측 전압  $V_{AB}$ (Ch2)와 마그네트론 양극 전류  $I_b$ (Ch3)

Fig. 12 Waveforms of  $V_{AB}$ (Ch2) and  $I_b$ (Ch3)

그림 13은 충전용 고압 다이오드  $D_1$  양단의 전압

$V_{D1}$ 으로 HFHVT(T2)의 누설 인덕턴스와 충전용 고압 다이오드  $D_1$ 의 기생 커패시턴스 사이의 기생진동이 일어남을 볼 수 있다. 그러나 이 기생진동은 마그네트론의 동작영역인 Cut-off 전압이 아닌 비동작 영역인 약 2000[V]에서 일어나는 것으로, 실제 마그네트론 부하의 동작에는 영향을 미치지 못한다. 측정된 마그네트론 Cut-off전압은 약 4000[V]이며, Cut-off 이상의 전압을 가한 경우의 마그네트론 양극전류  $I_b$ 는 실효치로 약 81[mA]이다.

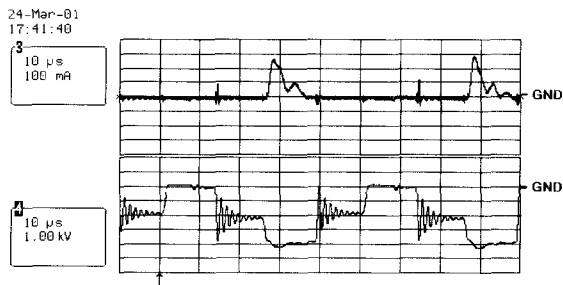


그림 13 마그네트론 양극 전류  $I_b$ (Ch3)와 충전용 고압 다이오드  $D_1$  전압  $V_{D1}$ (Ch4) 파형

Fig. 13 Waveforms of  $I_b$ (Ch3) and  $V_{D1}$ (Ch4)

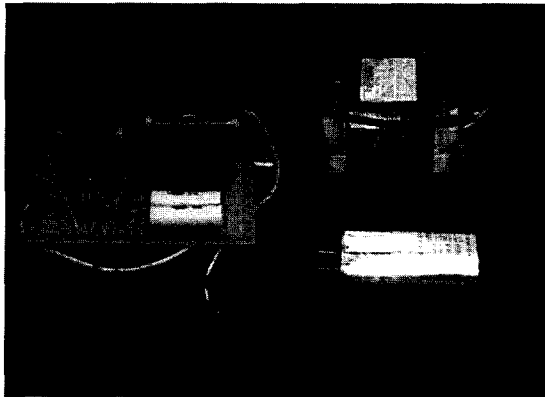


그림 14 제안된 전원장치의 변압기, 콘덴서와 기존 전원장치의 변압기, 콘덴서의 비교 사진

Fig. 14 Comparison of transformers and capacitors of the proposed power supply with those of the conventional power supply

그림 14는 기존의 60[Hz] 마그네트론 구동 회로에 사용되는 HVT, 고압 콘덴서와 본 논문에서 사용한 HFT(T1), HFHVT(T2), 고압 콘덴서를 비교한 것이다. 그림 오른쪽의 60[Hz] 성층철심형 고압 변압기에 비하여 왼쪽의 페라이트 코어를 사용한 HFT(T1),

HFHVT(T2)는 약 1/5 정도 가벼우며, 부피는 1/4정도 작아졌다. 또한 0.86[ $\mu$ F], 2300[V]의 고압 콘덴서와 비교하여 제안된 회로에서 사용한 5[nF], 8000[V]의 고압 콘덴서는 무게는 1/5이상, 부피는 1/2이상 줄어들었다. 그림 15는 그림 2에서 제안한 마그네트론 구동용 전원장치를 실험용으로 제작한 것으로 입력용량 1[kW], 출력용량 600[W]의 가정용 전자기레인지에 대상으로 실험하였다.

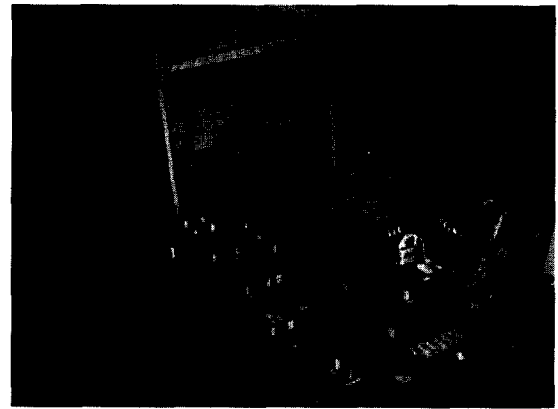


그림 15 제작된 실험용 전원장치 사진

Fig. 15 Experimental power supply picture

## 5. 결 론

본 논문에서는 Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터를 이용한 마그네트론 구동용 전원장치를 제안하고, 동작 모드 해석을 수행하였으며 소자 정격 값을 구하여 컴퓨터 시뮬레이션과 제작을 통해 이의 성능을 확인하였다.

기존의 60[Hz] 마그네트론 구동용 전원장치가 성층철심형 고압 변압기와 큰 정전용량의 고압 콘덴서를 사용한다. 그러나 본 논문에서 제안한 전원장치는 페라이트 코어를 사용한 소형, 경량의 변압기와 5[nF] 이하의 적은 정전용량을 가지는 고압콘덴서를 사용하여 고압부분의 크기를 전체적으로 1/4, 무게는 1/5 이하로 줄일 수 있었다. 또한 주 스위치인 IGBT의 기생 커패시턴스와 변압기 자체의 누설 인덕턴스를 공진 요소로 이용하여, 별도의 공진 소자를 사용하지 않았다. 그리고 이러한 공진기법을 이용하여 스위치 소자에 의한 손실을 줄임과 동시에 전력밀도를 높일 수 있었다.

Phase-shifted FB-ZVS PWM 컨버터는 출력 변압기의 공극을 영전압 스위칭에 필요한 누설 인덕턴스로

이용하기 때문에 출력단의 기생진동을 억제하기 위한 스너버를 필요로 한다. 본 논문에서도 실측한 결과 HFHVT(T2) 2차측 충전용 고압 다이오드 D<sub>1</sub> 양단에 이 기생진동이 관측되었다. 이 기생진동은 마그네트론 동작에는 영향을 미치지 못하나, 전체적으로는 손실부분이기 때문에 이를 억제하기 위해 마그네트론 부하특성에 기초한 스너버 회로의 연구가 계속되어야 할 것이다.

이 논문은 산업자원부 공업기반기술개발사업(관리번호 : A00-991-3301-07)에 의해 기초전력공학공동연구소 주관으로 수행된 연구 결과중 일부입니다.

### 참 고 문 헌

- [1] 오덕진, 김희준, "MICRO WAVE OVEN용 마그네트론 구동을 위한 전원장치개발에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제5권 제3호, pp. 300~306, 2000. 6.
- [2] E. Miyata. et. al., "Quasi-resonant ZVS-PWM Inverter-fed DC-DC Converter for Microwave oven and Its Input Harmonic Current Evaluations", *Proceedings of the IEEE 25th Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society Vol. 2*, pp. 773~778, 1999. 11.
- [3] J. Sabate, et, al., "Modeling and Design of Parallel-Module Power Supplies, part 1 : High-voltage DC-DC Converter Analysis", *Final report of Virginia power electronics center*, pp. 11~35, 1992.
- [4] 한국전기연구소, "Intelligent형 교역율, 고효율 충전기 개발 1차년도 보고서", pp. 1~11(Part 2), 1993. 10.
- [5] Robert Mammano, "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode", *Unitrode Application note-DN62*, 1999.
- [6] Mitsubishi, "Mitsubishi semiconductors power modules mos, USING IGBT MODULES", *Mitsubishi reference note*, 1998. 9.
- [7] George Chryssis, "High-Frequency Switching Power Supplies : Theory and Design", Mcgraw-hill, pp. 89~96, 1994.
- [8] Colonel Wm.T.McLyman, "Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors", Marcel Dekker, pp. 104~110, 1997.

### 저 자 소 개



**이완윤(李完玟)**

1974년 8월 8일생. 1999년 홍익대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



**정교범(鄭敎範)**

1959년 12월 20일생. 1983년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 Univ. of Florida (박사). 1992년~1993년 Virginia Tech. (Post Doc.). 1993년~1995년 한국전기연구원 선임연구원. 1995년~현재 홍익대 전자·전기·컴퓨터공학부 부교수, 당 학회 편집위원.



**신관석(申判錫)**

1953년 1월 28일생. 1977년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 Rensselaer Polytechnique Institute 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1989년~1993년 한국전기연구소 선임연구원. 1993년~현재 홍익대 전자·전기·컴퓨터공학부 부교수.